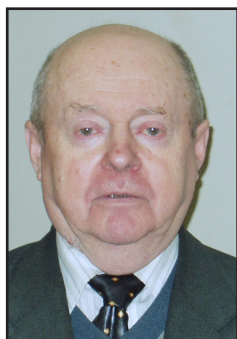




Способ повышения избирательности сигналов в радиосвязи



Анатолий ВОЛКОВ
Anatoly A. VOLKOV

Максим МОРОЗОВ
Maxim S. MOROZOV



Волков Анатолий Алексеевич — доктор технических наук, профессор Московского государственного университета путей сообщения (МИИТ), Москва, Россия.

Морозов Максим Сергеевич — аспирант МИИТ, инженер-проектировщик ОАО «Метротранс», Москва, Россия.

Method for Improving Selectivity of Signals in Radio Communication
(текст статьи на англ. яз. – English text of the article – p. 61)

С учётом особенностей железнодорожной радиосвязи предложен высокочастотный широкополосный фазовращатель на 90° для сигнала промежуточной частоты. Разработан фазовый преселектор приёмника, совмещённый с его преобразователем частоты, позволяющий дополнительно увеличивать избирательность по соседнему и зеркальному каналам, а также чувствительность приёмника при упрощении его структуры. Показаны результаты расчётов структурных элементов и прохождения сигналов в диапазоне используемых радиочастот.

Ключевые слова: железнодорожная радиосвязь, приёмник, избирательность, чувствительность, зеркальный канал, соседний канал, широкополосный фазовращатель на 90° , АЧХ, ФЧХ, фазовый преселектор, коэффициент устойчивости усиления.

В приёмниках железнодорожной радиосвязи метрового диапазона волн (частоты $f = 151\text{--}156$ МГц) используется два преобразования частоты, порождающие два зеркальных канала, отстоящих от основного канала на две промежуточные частоты. В радиостанциях предыдущего поколения (ЖР-У) фиксируют промежуточные частоты $f_{\text{пр1}} = 24$ МГц и $f_{\text{пр2}} = 1,596$ МГц, а последнего поколения «Транспорт», РС-46 МЦ – $f_{\text{пр1}} = 10,7$ МГц и $f_{\text{пр2}} = 456$ кГц.

Вторые $f_{\text{пр}}$ более чем в 2 раза ниже первых, что существенно усложняет частотные преселекторы, к которым являются входное устройство ВУ и усилитель радиочастоты (УРЧ) для подавления первого зеркального канала, а также первый усилитель промежуточной частоты (УПЧ 1) – для второго зеркального канала. Целесообразно искать способ упрощения и удешевления приёмника, в том числе перейти с двух преобразований частоты к одному и в низком метровом диапазоне $f_{\text{пр}} = 456$ кГц. Такую задачу невозможно решить только с помощью частотного преселектора.

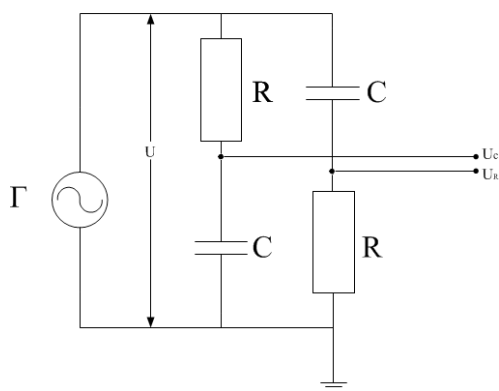


Рис. 1.

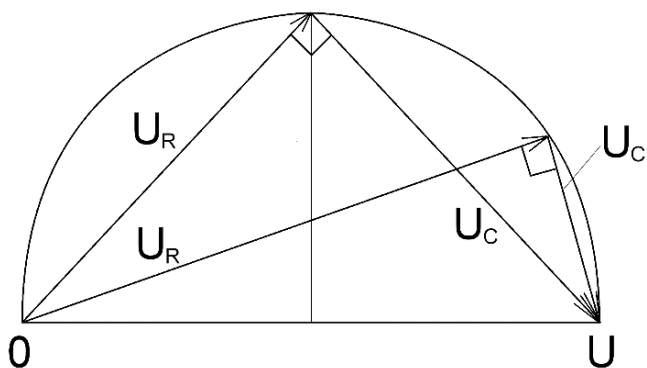


Рис. 2.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Известно, что в супергетеродинном приёмнике частота ω_c основного сигнала и зеркального ω_3 расположены симметрично (зеркально) относительно частоты гетеродина ω_r на $\omega_{пр}$. Симметричны и две боковые полосы частот балансно-модулированного (БМ) сигнала по отношению к его несущей частоте, причём они часто содержат различную информацию. Для их разделения используют фазовый способ детектирования [1]. Проблемным блоком такого разделения становится широкополосный фазовращатель (ШФВ) на 90° , как правило, выполняемый на двух скрещенных четырёхполюсниках, амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) которых должны полностью совпадать, а фазо-частотные характеристики (ФЧХ) различаться на угол $\phi = 90^\circ$.

Обычно эти условия выполняются с относительно большой погрешностью. У ФЧХ погрешность $\Delta\phi = 2-3^\circ$, при которой степень подавления второй боковой полосы частот при когерентном детектировании сигнала БМ составляет 20–25 дБ вместо

необходимой 60 дБ, для чего требуется $\Delta\phi = 0,1^\circ$ при условии идентичности АЧХ четырёхполюсников ШФВ. Поэтому фазовый способ когерентного детектирования практически не используется.

Идея фазового разделения боковых полос БМ сигнала может быть реализована для дополнительного подавления зеркального канала в приёмнике при условии, что удастся разработать ШФВ на 90° с $\Delta\phi \leq 0,1^\circ$ в полосе частот 18,8 кГц вместо 3,1 кГц для речевого сигнала (РС). Конечно, задача значительно усложняется, и необходимо учесть следующее:

- в фазовом детекторе узкополосный ОБП АМ сигнал с переменной амплитудой преобразуется в РС тонального диапазона (с нулевой несущей), являющийся широкополосным с переменной амплитудой, который можно повернуть на 90° с погрешностью $\Delta\phi = 2-3^\circ$, что неприемлемо;

- на вход преобразователя частоты поступают два двухполосных сигнала с постоянной амплитудой (ЧМ или ФМ), которые переносятся на более низкую (промежуточную) частоту, оставаясь узкополосными



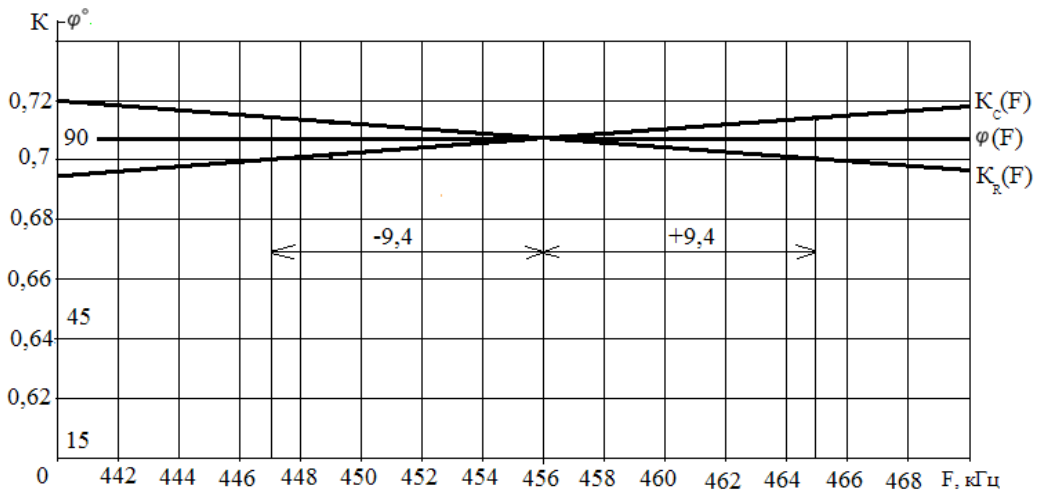


Рис. 3.

Таблица 1

f, кГц	$f_{\text{п}} = 456 \text{ кГц}$	$f_{\text{п}} + 9,4 \text{ кГц}$	$f_{\text{п}} - 9,4 \text{ кГц}$
K_c	$1/\sqrt{2} = 0,707$	0,7	0,714
K_R	$1/\sqrt{2} = 0,707$	0,714	0,7
ΔK_{max}	0	0,014	0,014

и с постоянной амплитудой. Последнее позволяет иметь на выходе ШФВ разные амплитуды сигналов, потому что их можно уравнивать с помощью ограничителей; разница амплитуд будет небольшая, и фазовый сдвиг на 90° можно выполнить проще и точнее.

2. РАЗРАБОТКА ВЫСОКОТОЧНОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ НА 90° ДЛЯ СИГНАЛА ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

В качестве такого класса фазовращателя предложено [2] использовать две простейшие одинаковые последовательные RC-цепочки, включенные параллельно между собой и в обратном порядке, как показано на рис. 1.

В каждой цепочке напряжение на резисторе U_R сдвинуто по фазе на 90° относительно напряжения на конденсаторе U_C , о чем говорит символ j в его сопротивлении $X_C = 1/j\omega C$ [3]. Геометрическая сумма этих напряжений равна напряжению U на входе цепочек, что можно представить прямоугольным треугольником, прямой угол которого находится на окружности, а гипотенуза U совпадает с её диаметром (рис. 2). Вторая цепочка

позволяет снять напряжение $U_{R2} = U_{R1}$ относительно земли.

С изменением частоты ω прямой угол не меняется по величине, а лишь скользит по окружности своей вершиной. При этом амплитуда напряжений на R и C меняется как на делителе согласно изменению сопротивления X_C . Количественно модули напряжений выглядят следующим образом:

$$U_C = U \frac{\frac{1}{\omega C}}{\sqrt{R^2 + (\frac{1}{\omega C})^2}}, \text{ или}$$

$$K_C = \frac{U_C}{U} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}},$$

$$U_R = U \frac{R}{\sqrt{R^2 + (\frac{1}{\omega C})^2}}, \text{ или}$$

$$K_R = \frac{U_R}{U} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{1}{\omega RC})^2}},$$

где K — коэффициент передачи напряжений делителя.

С точки зрения минимума разницы напряжений U_C и U_R необходимо на промежуточной частоте выбрать равными по модулю

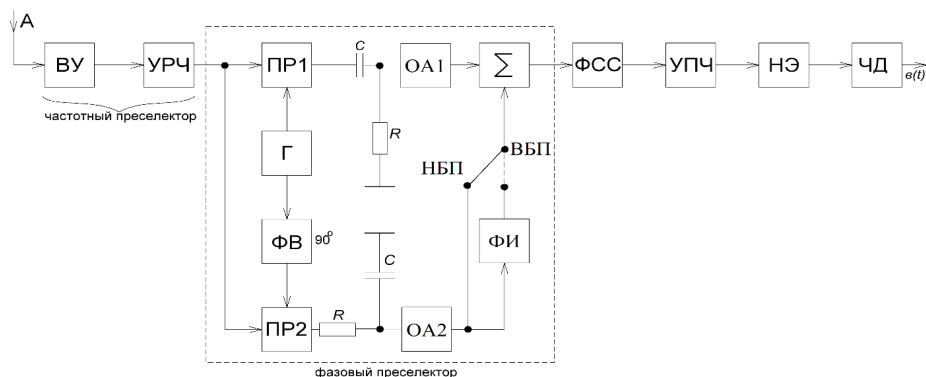


Рис. 4.

сопротивления резистора и конденсатора, т.е. $R = |X_C|$, когда $K_R = K_C = 1/\sqrt{2} = 0,707$.

В таблице 1 представлены результаты расчётов K_R и K_C для наихудшего случая, когда $f_{\text{пр}} = 456$ кГц, а максимальная полоса частот составляет 18,8 кГц [4]. При этом разница $|K_C - K_R| = 0,014 = \max$ как снизу полосы, так и сверху, что много меньше допустимой величины 0,1 [5]. АЧХ и ФЧХ представлены на рис. 3. Фазовая частота контролировалась визуально на компьютере по модели фазовращателя в программе Multisim, а её погрешность измерялась по изготовленному макету фазовращателя с помощью прибора Ф2–34. Погрешность $\Delta\phi = 0,1^\circ$ имеет место в полосе частот 25 кГц, а в полосе 50 кГц в окрестности промежуточной частоты она составляет $\Delta\phi = 0,2^\circ$.

Следует заметить, что в качестве аналогового ШФВ на 90° может быть использована одна последовательная RL-цепочка, поскольку сопротивление индуктивности $X_L = 1/j\omega L$. В этом варианте заземляется R, с которого снимается напряжение U_R , а со вторичной обмотки индуктивности L снимается U_L . Но трансформатор неудобен конструктивно, имеет сравнительно большое активное сопротивление. Поэтому предпочтение отдано двум идентичным RC-цепочкам, на базе которых создается фазовый селектор приёмника.

3. ЭЛЕМЕНТЫ ФАЗОВОГО ПРЕСЕЛЕКТОРА

На рис. 4 представлена структурная схема супергетеродинного приёмника, где пунктиром выделены блоки разработанного [2] фазового селектора. В его состав входят два преобразователя ПР частоты входного сигнала, гетеродин Г с фазовра-

щателем ФВ на 90° , две последовательные RC-цепочки, сумматор Σ с указанными там связями. В данном случае две RC-цепочки не соединены параллельно между собой, как рассмотрено выше, а каждая подключена к выходу одного преобразователя. Но на их входы поступает один и тот же сигнал, но сдвинутый по фазе на 90° . Эти цепочки исключают фазовый сдвиг.

Работа фазового селектора происходит следующим образом.

На информационные входы преобразователей поступает сумма сигналов основного $u_c(t)$ и зеркального $u_3(t)$ каналов: $u_{\text{вх}}(t) = u_c(t) + u_3(t) = U_c \sin[\omega_c t + \Theta_c(v_c, t)] + U_3 \sin[\omega_3 t + \Theta_3(v_3, t)]$, где $\Theta(v, t)$ — функция составляющей фазы сигнала, несущая информацию.

На второй вход ПР1 поступает колебание гетеродина $u_r(t) = U_r \sin \omega_r t$ непосредственно, а на второй вход ПР2 — через фазовращатель ФВ на 90° , т.е. $u_{\text{ф}}(t) = U_r \sin \omega_r t$. Поскольку частоты $\omega_c = \omega_r + \omega_{\text{пр}}$, а $\omega_3 = \omega_r - \omega_{\text{пр}}$, где $\omega_{\text{пр}}$ — промежуточная частота, то $u_{\text{вх}}(t) = U_c \sin[(\omega_r + \omega_{\text{пр}})t + \Theta_c(v_c, t)] + U_3 \sin[(\omega_r - \omega_{\text{пр}})t - \Theta_3(v_3, t)]$.

Преобразователь частоты ПР состоит из перемножителя сигналов с нагрузкой (ФНЧ). Колебания на выходе перемножителей:

$u_{\text{пр1}}(t) = u_{\text{вх}}(t) u_r(t) = 0,5 U_c U_r \cos[\omega_{\text{пр}} t + \Theta_c(v_c, t) + \Theta_3(v_3, t)] + BЧ$,
 $u_{\text{пр2}}(t) = u_{\text{вх}}(t) \hat{u}_r(t) = 0,5 U_c U_r \sin[\omega_{\text{пр}} t + \Theta_c(v_c, t) - \Theta_3(v_3, t)] + BЧ$,
 где BЧ составляющие устраняются в нагрузках ПР и ФСС.

Видно, что на выходе ПР2 слагаемые сдвинуты по фазе на 90° по отношению к сигналу ПР1, а сигнал зеркального канала имеет знак минус (–). С помощью RC-



цепочек фазовый сдвиг исключается, что позволяет в сумматоре Σ устранить сигнал зеркального канала. С учётом этого сумма сигналов $u_{\text{пр1}}(t)$ и квадратурного $u_{\text{пр2}}(t)$ даёт на выходе сумматора Σ колебание $U_{\Sigma}(t) = U_c U_r \cos[\omega_{\text{пр}} t + \Theta_c(v_c, t)]$, т.е. основной сигнал без колебаний зеркального канала.

Суммирование сигналов в блоке Σ сделано потому, что $\omega_c < \omega_r$. Если это неравенство будет обратным, то должно быть не суммирование, а вычитание. Тогда надо будет на второй вход сумматора подавать сигнал не с входа, а с выхода фазоинвертора ФИ (рис. 4).

С выхода ФСС сигнал П2 поступает на УПЧ, а затем через нелинейный элемент НЭ на вход частотного детектора ЧД. Как известно, на нелинейном элементе имеет место эффект подавления слабого сигнала сильным — подавляются остатки зеркального канала.

Степень подавления сигнала зеркального канала $u_3(t)$ фазовым преселектором $a_{\text{ф}} = -20 \lg[\sin(0,5\Delta f)]$. При $\Delta f = 0,1^\circ$ значение $a_{\text{ф}} = -60 \text{ дБ}$. Это значение увеличивается за счёт подавления зеркального канала частотным преселектором приёмника, состоящим из последовательно включённых контуров входного устройства (ВУ) и УРЧ, а также за счёт нелинейного элемента НЭ (рис. 4).

Так как степень подавления сигнала зеркального канала фазовым преселектором достаточная, то можно уменьшить промежуточную частоту с 10,7 МГц до $f_{\text{пр}} = 456 \text{ кГц}$, когда ЧМ сигнал ещё остаётся узкополосным ($\Delta f_{\text{н}} = 18,8 \text{ кГц} < \Delta f_c = 45 \text{ ц}$). В этом случае УРЧ можно выполнить на одиночном контуре вместо четырёх связанных контуров, а ФСС тракта промежуточной частоты — на шести LC-контурах вместо кварцевых фильтров. Детектор ЧМ сигнала тоже рациональнее сделать не на кварце, а на LC-контуре. Это во многом упростит и удешевит приёмник при улучшении основных его показателей.

ВЫВОДЫ

1. Разработан широкополосный фазовращатель (ШФВ) на 90° для сигнала

промежуточной частоты на двух последовательных РС-цепочках, включённых параллельно и в обратном порядке. Погрешность ШФВ $\Delta\phi < 0,2^\circ$ в полосе частот 50 кГц.

2. На базе ШФВ создан фазовый преселектор, подавляющий дополнительно зеркальный канал на 60 дБ и позволяющий снизить промежуточную частоту радиоприёмника железнодорожной связи для увеличения его избирательности по соседнему каналу и коэффициента устойчивого усиления в тракте промежуточной частоты, что существенно удешевляет приёмник, повышает его качество и электромагнитную совместимость радиоустройств.

ЛИТЕРАТУРА

1. Момот Е. Г. Проблемы и техника синхронного радиоприёма. — М.: Связьиздат, 1961. — 168 с.
2. Патент РФ на ПМ № 150830. Формирователь цифровым сигналом однополосного колебания с ФМн на 180° / А. А. Волков, М. С. Морозов, В. А. Кузюков, В. Е. Самойлов. Приоритет от 16.05.2014.
3. Зюко А. Г., Кловский Д. Д., Назаров М. В., Финк Л. М. Теория передачи сигналов. — М.: Радио и связь, 1986. — 304 с.
4. Фомин А. Ф., Ваванов Ю. В. Помехоустойчивость систем железнодорожной радиосвязи. — М.: Транспорт, 1987. — 295 с.
5. Клягин Л. Е. Широкополосные фазовращатели. — М.: Связь, 1971. — 72 с.
6. Волков А. А., Миронов К. В. Синхронно-фазовая компенсация зеркального канала приёма // Материалы 13-й межрегиональной НТК «Обработка сигналов в системах двусторонней телефонной связи». — М.: Пушкинские горы, 2004. — С. 35–37.
7. Горелов Г. В., Фомин А. Ф., Волков А. А., Котов В. К. Теория передачи сигналов на железнодорожном транспорте. — М.: Транспорт, 2001. — 416 с.
8. Волков А. А., Миронов К. В., Журавлёва Л. М. Дополнительное подавление побочных каналов приёма // Материалы 6-й международной научно-техн. конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации». — Владимир: ВлГУ, 2005. — С. 123–125.
9. Повышение эффективности цифровой железнодорожной системы радиосвязи GSM-R. [Электронный ресурс]: <http://www.radiotec.ru/catalog.php?cat=jr4&art=13443>. Доступ 28.03.2016.
10. Волков А. А., Журавлев О. Е., Кузюков В. А. Эффективная цифровая железнодорожная система радиосвязи GSM-R // Материалы 10-й Международной научно-технической конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации». — Владимир: ВлГУ, 2013. — Т. 1. — С. 51–55.
11. Патент РФ на ПМ 150153. Детектор частотно-модулированных колебаний / А. А. Волков, В. А. Кузюков, М. А. Лаптев. Приоритет от 16.05.2014. ●

Координаты авторов: **Волков А. А.** — aavolkov2009@rambler.ru,

Морозов М. С. — raconteurs.mm@gmail.com.

Статья поступила в редакцию 28.03.2016, принята к публикации 16.04.2016.